

< 논문 >

## 마찰력 및 리플력 추정을 통한 리니어 모터의 비선형 적응제어

김홍빈\* · 이병휘\* · 한상오\* · 허건수†  
(2006년 3월 16일 접수, 2006년 11월 9일 심사완료)

### Nonlinear Adaptive Control for Linear Motor through the Estimation of Friction Forces and Force Ripples

Hongbin Kim, Byonghwee Lee, Sangoh Han and Kunsoo Huh

**Key Words :** Linear Motor(선형 모터), Friction Force(마찰력), Force Ripple(리플력), Estimation(추정), Nonlinear Adaptive Controller(비선형 적응 제어기)

#### Abstract

Linear motor is easily affected by load disturbance, force ripple, friction, and parameter variations because there is no mechanical transmission to reduce the effects of model uncertainties and external disturbance. These nonlinear effects have been reduced for high-speed/high-accuracy position control either through the better motor design or via the better control algorithm that can compensate the nonlinear effects. In this paper, a nonlinear adaptive control algorithm is designed and applied for the position control of permanent magnet linear synchronous motor. In order to estimate and compensate the nonlinear effects such as friction and force ripple, the estimation and the nonlinear adaptive control laws are derived based on the virtual control input and a suitable Lyapunov function. The proposed controller is evaluated through the computer simulations. The control algorithm is also implemented to a DSP board and interfaced to the PMLSM for verifying the real-time control performance.

#### 1. 서론

반도체 생산장비, 공작기계, 자동검사장치 등과 같은 시스템에서 고속/고정밀 선형운동을 구현하기 위하여 보통 리드 스크류 같은 기계적 동력전달 메커니즘을 이용한 로터리 모터를 사용하거나 직접구동 방식의 리니어 모터가 사용되고 있다. 그러나 동력전달장치를 이용하는 방법은 시간지연이나 동적응답특성을 감소시킬 뿐만 아니라 백래쉬, 마찰력 등으로 인한 운동에너지 손실이 크

게 나타나므로 성능향상에 한계가 있다. 이와 반대로 리니어 모터는 비선형 효과를 크게 줄일 수 있고 구조 또한 간단하여 고추력, 긴 수명, 적은 유지비용, 적은 열손실과 같은 장점이 있어 고속/고정밀 선형운동에 주로 이용되고 있으나 모델의 불확실성이나 외란에 민감할 뿐만 아니라 리플력, 마찰 특성에 쉽게 영향을 받게 된다. 따라서, 적절한 제어 알고리즘을 통해 이 같은 효과를 줄여 주어야 고속/고정밀 위치제어가 가능하다.<sup>(1-3)</sup>

리니어 모터의 구동성능에 영향을 미치는 비선형 특성으로는 마찰력과 리플력이 대표적이다. 마찰은 접촉에 의해서 불가피하게 발생하게 되며 정밀 위치제어를 구현하는데 주요한 장애물이 되고 있다. 이러한 마찰력은 보통 정적, 쿨롱, 점성마찰과 stribek 효과로 모델링하며, 특히 정적마찰

\* 한양대학교 대학원 자동차공학과

† 책임저자, 회원, 한양대학교 공학부

E-mail : khuh2@hanyang.ac.kr

TEL : (02)2220-0437 FAX : (02)2295-4584

과 쿨롱 마찰은 속도에 대한 비선형 함수이다. 리플력은 코깅과 자기저항에 의해 발생하며, 주로 iron-core 타입이나 저속 또는 이동자에 적은 하중이 작용할 때 크게 발생한다. 마찰이나 리플과 같은 리니어 모터의 지배적인 비선형성이 주는 악영향을 극복하기 위해서 모터 자석의 공간배치나 모터구조의 대체설계, 공기베어링 등의 대책이 강구될 수 있지만 이러한 메커니즘은 시스템의 구조를 더욱 복잡하게 하거나 비용이 높아지는 단점이 있어 제어 알고리즘을 이용하여 비선형성을 제거하는 것이 효과적일 것이다.

이를 위하여 Egame 등<sup>(4)</sup>은 PMLSM (Permanent Magnet Linear Synchronous Motor)의 전체 외란을 추정하여 보상하는 연구를 수행하였고, Famouri<sup>(5)</sup>는 선형화 방법을 통해 선형 브러시리스 DC 모터에 적용하였다. Alter 등<sup>(6)</sup>은 외란에 둔감한 제어를 위해  $H_\infty$  최적 피드백 제어를 이용하였다. 최근 Lin<sup>(7)</sup>과 Tan 등<sup>(8)</sup>은 실시간 추종과 설계자의 경험이 선행되는 퍼지나 신경 회로망을 PMLSM에 적용하였고 Shieh 등<sup>(9)</sup>은 PMLSM의 모델과 파라미터를 기본으로 하는 강인제어를 제안하였다. 최근에는 모델을 바탕으로 하여 비선형성을 보상하는 방법보다 모터의 정확한 파라미터가 필요 없는 적응 제어알고리즘을 많이 적용하는 추세이다. Tan 등<sup>(2)</sup>은 PMLSM 시스템에서 비선형성을 강인한 적응 제어를 이용하여 위치오차를 줄이는 연구를 수행하였고, Yao 등<sup>(10)</sup>도 강인한 적응 제어를 PMLSM에 적용하였으며 Tan 등<sup>(11)</sup>도 LuGre 마찰 모델과 적응 백스테핑 제어기법을 인덕션 모터의 미지의 파라미터와 외란을 보상하기 위한 설계를 하였으나, 이들은 모두 비선형 모델을 규명하고 각 모델의 파라미터들을 추정하여 그에 대한 함수를 곱하여 전체의 비선형성을 계산하는 방법을 사용하였다.

본 논문에서는 리니어 모터의 위치제어에 악영향을 주는 비선형 함수들의 파라미터를 각각 추정하여 합하는 방식과 비선형 함수들을 하나의 외란항으로 가정하고 외란을 한꺼번에 추정하는 방식, 두 가지 방법을 제시함으로써 보다 효율적인 제어 방식을 선택할 수 있도록 하였다. 리니어 모터의 마찰력과 리플력의 비선형 특성 아래에서도 위치 추종오차를 0으로 만들고 비선형 요소들을 추정하도록 제어입력 및 적응법칙을 결정하는 비선형 적응 제어기를 설계하여 PMLSM의 위치제어에 적용하고자 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 리니어 모터를 이용한 위치 제어시스템의 기본 구조와

지배적 비선형성을 포함하여 리니어 모터를 모델링을 하였으며, 3장에서는 리아프노프 함수 (Lyapunov function)를 기반으로 비선형 적응 제어기를 설계하였고, 4장에서는 설계된 비선형 적응 제어기의 타당성을 모의실험으로 확인하였으며, 5장에서는 실험을 통하여 비선형 적응 제어시스템의 성능을 검증하였으며 결론은 6장에서 맺었다.

## 2. PMLSM 시스템 모델링

PMLSM 드라이브 시스템은 서보 드라이버에 전류신호를 입력하여 리니어 모터의 위치를 제어하는 전류제어 시스템으로 엔코더에 의해 측정되며 피드백 된 이동자의 변위와 속도신호는 각각 기준 위치입력과 기준 속도입력과 비교되어 위치 루프 제어기(position loop controller)와 속도 루프제어기(speed loop controller)에 의해 서보 드라이버에 전류를 인가하게 된다.

PMLSM의 동특성 방정식은 기존에 연구된 바와 같이 동기회전식 기준 프레임(synchronous rotating reference frame)으로 표현 될 수 있다.<sup>(12,13)</sup>

$$v_q = Ri_q + p\lambda_q + \omega_e \lambda_d \quad (1)$$

$$v_d = Ri_d + p\lambda_d - \omega_e \lambda_q$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (2)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{PM}$$

$$\omega_e = P\omega_r$$

여기서,  $v_d$ 와  $v_q$ 는 각각  $d$ ,  $q$ 축 전압,  $i_d$ 와  $i_q$ 는 각각  $d$ ,  $q$ 축 전류,  $\lambda_d$ 와  $\lambda_q$ 는 각각  $d$ ,  $q$ 축 회전자 자속,  $L_d$ 와  $L_q$ 는 각각  $d$ ,  $q$ 축 인덕턴스,  $R$ 은 회전자 저항,  $\omega_e$ 는 인버터 주파수,  $\lambda_{PM}$ 은 영구자석의 자속,  $\omega_r$ 은 이동자 속도,  $P$ 는 극수,  $p$ 는 미분 연산자이다. 또한, 생성된 전자기력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$F_{em} = \frac{3}{2} P [\lambda_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

PMLSM 서보 드라이버의 제어에서  $d$ ,  $q$  좌표축에서의 자속의 위치는 홀센서에 의해 결정이 되므로  $i_d = 0$ 이라 가정하면  $\lambda_{PM}$ 은 PMLSM에 대하여 상수이므로  $d$ 축 자속  $\lambda_d$ 는 고정되고 전자기력  $F_{em}$ 은 페루프 제어에 의해 결정되는 전류 제어기의 입력인  $i_q^*$ 에 비례하게 된다. 따라서 전자기력  $F_{em}$ 은 전류 제어기의 입력 값인  $i_q^*$ 와 추력상수의 곱으로 간단히 표현할 수 있다.

$$F_{em} = K_f i_q^* \quad (4)$$

여기서,  $K_f$ 는  $3/2 P \lambda_{PM}$ 으로 모터의 전류당 발생토

크 출력을 나타내는 추력상수이다. 기계적인 지배 방정식에 식 (4)를 대입하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$M \ddot{x}_m + w(t) = F_{em} = K_f i_q \quad (5)$$

여기서,

$$w(t) = F_f(\dot{x}_m) + F_r(x_m) + F_L \quad (6)$$

이며,  $x_m$ 은 모터의 이동변위,  $M$ 은 이동자의 전체 이동자의 무게,  $w(t)$ 는 전체 외란 항으로 리플력, 마찰력과 부하의 합이다. 리플력은 주기적인 정현파 형식의 함수로 식 (7)과 같은 일차 모델,<sup>(2)</sup> 마찰력은 정적, 쿨롱, 점성 마찰과 **stribeck** 효과의 조합으로 식 (8)과 같이 모델링 할 수 있다.<sup>(14)</sup>

$$\begin{aligned} F_r(x_m) &= A \sin(\omega x_m + \phi) \\ &= a_1 \sin(\omega x_m) + a_2 \cos(\omega x_m) \end{aligned} \quad (7)$$

$$F_f(\dot{x}_m) = [F_c + (F_s - F_c)e^{-(|\dot{x}_m|/\dot{x}_s)^2}] \text{sign}(\dot{x}_m) + B\dot{x}_m \quad (8)$$

여기서,  $a_1$ 과  $a_2$ 는 리플력의 크기이며  $\omega$ 는 리플의 주파수이다.  $F_c$ 는 쿨롱마찰,  $F_s$ 는 정적 마찰의 높이,  $\dot{x}_s$ 는 **stribeck velocity**,  $B$ 는 점성 마찰계수이다.

### 3. 적응 제어기 설계

3장에서 불확실 요소에 대한 시스템의 안정성을 보장해 줄 수 있는 강인한 제어기법을 소개하고자 한다. 3.1절에서는 적응 슬라이딩 모드 제어기(Adaptive Sliding Mode Controller : ASMC)를 설계하고, 3.2절에서는 적응 백스테핑 제어기(Adaptive Backstepping Controller : ABC)를 설계하고자 한다.

#### 3.1 적응 슬라이딩 모드 제어기의 설계

적응 슬라이딩 모드 제어기(ASMC)는 시스템이 어느 정도의 불확실성을 가지고 있을 때 시스템의 안정성을 보장할 수 있는 강인한 적응 제어기법으로 리니어 모터의 비선형 함수들의 계수들을 각각 추정하여 보상 함으로써, 비선형성에 의해 발생하는 위치 추종오차를 보상하고자 한다. 슬라이딩 모드 제어시스템 설계에서 먼저 선행되어야 할 것으로 제어대상에 대한 적절하고 안정한 슬라이딩 평면(sliding surface)을 선정하는 것으로 서보 시스템의 추종성능을 향상시키기 위해 위치 추종오차에 미분요소와 적분요소를 추가한 슬라이딩 평면을 다음과 같이 선정하였다.

$$s(t) = \Lambda_1 \int e_1(t) dt + \Lambda_2 e_1(t) + \dot{e}_1(t) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} e_1 &= x_d - x_m \\ e_2 &= \dot{x}_d - \dot{x}_m = v_d - v_m \end{aligned} \quad (10)$$

$e_1$ 은 위치 추종오차,  $e_2$ 는 속도 추종오차,  $\Lambda_1$  과  $\Lambda_2$ 는 각각 양의 상수 값이다. 슬라이딩 평면을 시간에 대해 미분하고  $\dot{e}_2 = \ddot{x}_d - \ddot{x}_m$  과 같이 나타낼 수 있으므로  $\ddot{x}_m$ 은 식 (11)과 같이 정리될 수 있다.

$$\ddot{x}_m = \Lambda_1 e_1(t) + \Lambda_2 e_2(t) + \ddot{x}_d - \dot{s}(t) \quad (11)$$

식 (7), (8)과 (11)을 식 (5)에 대입하면 식 (12)와 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} M(\Lambda_1 e_1 + \Lambda_2 e_2 + \ddot{x}_d - \dot{s}) &= \\ K_f i_q - [F_c + (F_s - F_c)e^{-(|\dot{x}_m|/\dot{x}_s)^2}] \text{sign}(\dot{x}_m) & \\ - B\dot{x}_m - a_1 \sin(\omega x_m) - a_2 \cos(\omega x_m) - F_L & \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)의  $\Lambda_1 e_1(t) + \Lambda_2 e_2(t) + \ddot{x}_d$ 을  $D$ 라 정의하면 식 (12)는 식 (13)과 같이 쓸 수 있다.

$$M\dot{s} = -K_f i_q + \theta^T Y \quad (13)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \theta &= [M [F_c + (F_s - F_c)e^{-(|\dot{x}_m|/\dot{x}_s)^2}] B a_1 a_2 F_L]^T \\ Y &= [D \text{sign}(\dot{x}_m) \dot{x}_m \sin(\omega x_m) \cos(\omega x_m) 1]^T \end{aligned}$$

으로 정의된다. 또한, 오차방정식의 안정성을 증명하기 위하여 다음과 같은 리아프노프(Lyapunov) 함수를 정의하면 식 (14)와 같다.

$$V(s, \tilde{\theta}) = \frac{1}{2} Ms^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^2 \quad (14)$$

여기서,  $V$ 는 리아프노프 함수,  $s$ 는 슬라이딩 평면,  $\gamma$ 는 적응이득(adaptation Gain),  $\tilde{\theta}$ 는 리니어 모터의 비선형성 함수의 실제 파라미터와 추정 파라미터와의 오차이다. 리아프노프 함수를 시간에 대해 미분하고 식 (13)을 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= Ms\dot{s} + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \\ &= (-K_f i_q + \theta^T Y)s + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \end{aligned} \quad (15)$$

식 (15)와 같이 리아프노프 함수를 시간에 대해 미분한  $\dot{V}$ 을 적어도  $\dot{V} \leq 0$ 이고 각각의 추종오차를 0으로 수렴시키기 위해 제어입력인 전류명령  $i_q$ 는 식 (16)과 같이 등가제어입력(equivalent control law)에 스위칭 항(switching term)의 합으로 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} u &= i_q = i_{eq} + i_s \\ &= \frac{1}{K_f} [\hat{\theta}^T Y + Hs + \beta \text{sgn}(s)] \end{aligned} \quad (16)$$

여기서,

$$\text{sgn}(s) = \begin{cases} +1 & \text{if } s > 0 \\ -1 & \text{if } s < 0 \end{cases},$$

$H$ 와  $\beta$ 는 각각 제어이득이며,  $i_{eq}$ 와  $i_s$ 는 각각 등가제어입력과 스위칭 항이다. 슬라이딩 모드 제어기의 등가제어입력  $i_{eq}$ 와 외란을 극복하기 위한 스위칭 항  $i_s$ 로 구성되어 있다. 그러나, 이러한 제어 입력은  $s(t)=0$ 인 평면을 약간만 이탈해도 채터링 현상이 발생하게 된다. 이를 억제하기 위해 경계층 개념을 이용하여 제어입력을 다음과 같이 구성하였다.

$$u = \frac{1}{K_f} \left[ \hat{\theta}^T Y + Hs + \beta \text{sat}\left(\frac{s}{\Phi}\right) \right] \quad (17)$$

여기서,  $\Phi$ 는 경계층의 두께이며,  $\text{sat}(x)$  함수는

$$\text{sat}(x) = \begin{cases} x & \text{if } |x| < 1 \\ \text{sgn}(x) & \text{if } |x| \geq 1 \end{cases}$$

로 정의된다. 식 (17)을 식 (15)에 대입하면 리아프노프 함수의 도함수는 식 (18)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{\theta}^T Y_s - Hs^2 - \beta \cdot \text{sat}(s/\Phi)s + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \\ &= -\beta \cdot \text{sat}(s/\Phi)s - Hs^2 + \tilde{\theta}^T \left( Y_s + \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\theta}} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)의 마지막 항을 제거하기 위해 적응법칙을 식 (19)와 같이 설정할 수 있다.

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\gamma Y_s \quad (19)$$

결과적으로 적응법칙에 의해 결정되는 리아프노프 함수의 도함수는 식 (20)과 같이 정리될 수 있다.

$$\dot{V} = -\beta \cdot \text{sat}(s/\Phi) \cdot s - Hs^2 \leq 0 \quad (20)$$

식 (20)의  $H$ 와  $\beta$ 는 각각 양이고  $\text{sat}(s/\Phi) \cdot s$ 와  $s^2$ 은 양의 반한정(positive semi-definite)이므로 식 (20)은 음의 반한정(negative semi-definite)이 된다. 이는 리아프노프 함수  $V$ 가 제한(bound)된다는 의미이며, 따라서, 식 (14)에 의해서  $s$ 와  $\tilde{\theta}$ 도 제한된다. 또한,  $s$ 의 제한으로부터 시간이 무한대로 증가함에 따라  $e_1$ 은 0으로 수렴함을 알 수 있다. 즉, 위치 추종오차는 시간이 지남에 따라 0으로 수렴한다.

### 3.2 적응 백스테핑 제어기의 설계

본 절에서는 리니어 모터의 비선형 함수들의 계수를 각각 추정하여 보상한 앞 절의 적응 슬라이딩 모드 제어기와는 달리 비선형성을 한꺼번에 추정하여 보상하는 적응 백스테핑 제어기(ABC)를 설계하여 위치 추종오차를 보상하고자 한다. 식 (5)는 쉽게 다음과 같이 전개될 수 있다.

$$\begin{aligned} \ddot{x}_m &= \frac{1}{M} (K_f i_q - F_L - F_f(\dot{x}_m) - F_r(x_m)) \\ &= A_1 i_q + A_2 (F_L + F_f(\dot{x}_m) + F_r(x_m)) \end{aligned} \quad (21)$$

여기서,  $A_1 = K_f/M$ ,  $A_2 = -1/M$ 이다. 식 (21)에 다음과 같이 파라미터 변화 등의 불확실 요소를 고려하여 불확실한 성분을 포함하는 모델링을 식 (22)와 같이 가정한다.

$$\begin{aligned} \ddot{x}_m &= (A_1 + \Delta A_1) i_q + (A_2 + \Delta A_2) (F_L + F_f + F_r) \\ &= A_1 i_q + (\Delta A_1 i_q + (A_2 + \Delta A_2) (F_L + F_f + F_r)) \\ &= A_1 i_q + \bar{w}(t) \end{aligned} \quad (22)$$

여기서,  $\bar{w}(t)$ 는 파라미터에서의 모델링오차에 의한 영향과 비선형성에 의한 영향을 모두 포함하며 하나의 외란으로 간주되었다. 식 (9)와 같이 위치 추종오차는  $e_1 = x_d - x_m$ 라 정의한다. 위치추종오차  $e_1$ 을 미분하면 다음과 같다.

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_d - \dot{x}_m = \dot{x}_d - v_m \quad (23)$$

여기서, 이동자의 속도  $v_m$ 을 가상 제어입력으로 하고 백스테핑 제어방법을 이용하여 이동자 속도의 기준값을 식 (24)와 같이 정의 할 수 있다.

$$v_1 = c_1 e_1 + \dot{x}_d + \lambda_1 \chi_1 \quad (24)$$

여기서,

$$\chi_1 = \int_0^t e_1(\tau) d\tau$$

이며,  $\lambda_1$ 은 양의 이득값,  $\chi_1$ 는 위치 추종오차의 적분값이다. 식 (24)에서 적분값은 외란이나 모델의 불확실성에도 불구하고 추종오차를 0으로 수렴하게 한다.<sup>(16)</sup> 그러나 이동자의 속도  $v_m$ 은 시스템의 제어입력이 아니므로 기준거동(desired behavior)과  $v_d$ 와 이동자의 속도  $v_m$ 의 차를 속도 추종오차  $e_2 = v_d - v_m$ 라 정의하고 오차변수를 구하면 다음과 같다.

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_d - v_d + e_2 \quad (25)$$

$$= -c_1 e_1 - \lambda_1 \chi_1 + e_2$$

$$\dot{e}_2 = \dot{v}_d - \dot{v}_m \quad (26)$$

$$= c_1 \dot{e}_1 + \dot{x}_d + \lambda_1 e_1 - A_1 i_q - \bar{w}(t)$$

여기서  $i_q$ 는 제어입력이다. 외란을 상쇄시키고 추종오차를 0으로 수렴시키기 위한 새로운 제어입력  $i_q$ 을 설정한다.

$$i_q = \frac{1}{A_1} [c_1 \dot{e}_1 + \dot{x}_d + (1 + \lambda_1) e_1 + c_2 e_2 - \hat{w}(t)] \quad (27)$$

식 (27)을 식 (26)에 대입하면, 속도 추종오차에 대한 방정식은 식 (28)과 같이 유도할 수 있다.

$$\dot{e}_2 = -e_1 - c_2 e_2 - \tilde{w}(t) \quad (28)$$

여기서,  $\tilde{w}(t) = \bar{w}(t) - \hat{w}(t)$ 이며, 실제 외란과 추정

외란과의 오차이다. 오차방정식의 안정성을 검토하기 위하여 식 (29)와 같은 리아프노프 함수를 정의한다.

$$V(x_1, e_1, e_2, \tilde{w}) = \frac{1}{2} \lambda_1 x_1^2 + \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} \frac{1}{\gamma} \tilde{w}^2 \quad (29)$$

여기서,  $V$ 는 리아프노프 함수,  $\gamma$ 는 적응이득이다. 리아프노프 함수의 도함수와 앞에서 구한 오차 변수들의 오차 방정식을 대입하면 식 (30)과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \lambda_1 x_1 \dot{e}_1 + e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + \frac{1}{\gamma} \tilde{w} \dot{\tilde{w}} \\ &= -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 - e_2 \tilde{w} + \frac{1}{\gamma} \tilde{w} \dot{\tilde{w}} \end{aligned} \quad (30)$$

여기서, 리아프노프 함수의 도함수  $\dot{V}$ 을 적어도 음의 반한정  $\dot{V} \leq 0$  이고 각각의 추종오차를 0으로 수렴시키기 위해 적응법칙을 식 (31)처럼 설정하면, 결과적으로 리아프노프 함수의 도함수는 식 (32)와 같이 유도된다.

$$\dot{\tilde{w}} = -\gamma e_2 \quad (31)$$

$$\dot{V} = -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 \leq 0 \quad (32)$$

식 (32)는 음의 반한정이므로, 리아프노프 함수는 제한 된다. 이것은 식 (29)의 정의로부터  $x_1, e_1, e_2$ 와  $\tilde{w}$ 가 제한됨을 의미한다. 식 (32)를 시간에 대하여 미분하고 식 (25)와 (28)을 대입하면, 식 (33)과 같이 리아프노프 함수의 2차 도함수를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \ddot{V} &= -2c_1 e_1 \dot{e}_1 - 2c_2 e_2 \dot{e}_2 \\ &= 2c_1 (c_1 e_1^2 + \lambda_1 e_1 x_1 - e_1 \dot{e}_2) + 2c_2 (e_1 e_2 + c_2 e_2^2 + e_2 \tilde{w}) \end{aligned} \quad (33)$$

식 (33)으로부터  $\ddot{V}$ 가 제한됨을 알 수 있으므로, Barbalat's lemma<sup>(16)</sup>에 의해 시간이 증가함에 따라 식 (32)는 0으로 수렴함을 알 수 있다. 이것은 시

간이 증가함에 따라  $e_1$ 과  $e_2$ 가 0으로 수렴한다는 것을 의미한다. 따라서, 속도 및 위치 추종오차는 0으로 수렴한다. 본 논문에서 제안된 제어시스템의 전체적인 구성은 Fig. 1와 같다.

#### 4. 모의실험

##### 4.1 모의실험 변수설정

모의실험은 리니어 모터가 원점에서 300mm를 3초간 구동하였다가, 다시 원점으로 돌아오는 연속적이고 미분 가능한 7차 방정식으로 구성된 Fig. 2과 같은 구동파일을 적용하였다<sup>(17)</sup>. PMLSM모델의 마찰과 리플의 모델링에서 마찰모델의 상수는 각각  $F_c$ 는 10 N,  $F_s$ 는 20 N,  $\dot{x}_s$ 는 0.1 m/s,  $B$ 는 10 N/(m/s)이고, 리플 모델의 상수는 각각  $a_1, a_2$ 는 4.0 N, 0.3 N이고  $\omega$ 는 300 rad/m으로 가정하였다. 또한, 모의실험에서 사용된 리니어 모터의 상수는 Table 1과 같다.

본 논문에서 설계된 적응 슬라이딩모드 제어기와 적응 백스테핑 제어기의 성능을 검증하기 위해 고정계인을 사용하는 PI 제어기와 비교하였다. 고정계인 제어기(FGC, Fixed Gain Controller)의 위치 제어루프 및 속도 제어루프의 P계인과 I계인은 각각 200, 10000, 200, 500이고 적응 슬라이딩 모드 제어기의  $\Lambda_1, \Lambda_2$  계인, 양의 이득값  $H$ 와  $\beta$ , 적응 이득  $\gamma$ 는 각각 100, 10000, 100, 100, 3000이며, 적응 백스테핑 제어기의  $c_1, c_2$  계인, 양의 이득값  $\lambda_1$ 와 적응이득  $\gamma$ 는 각각 10000, 100, 100, 10000으로 각각 지정하였다.

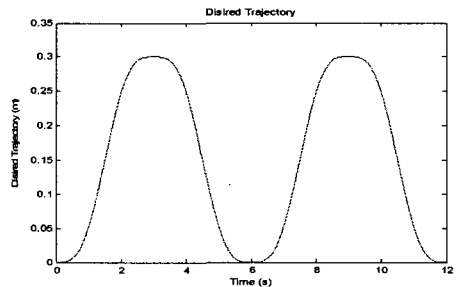


Fig. 2 Desired trajectory

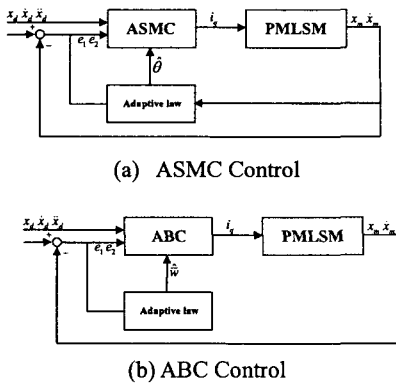


Fig. 1 Block diagram of proposed control system

Table 1 Linear motor parameters

CONTENTS	JTM 2X SERIES	UNITS
Max Velocity ( $M_v$ )	300	mm/s
Max Acceleration ( $M_a$ )	9.8	m/s <sup>2</sup>
Max Jerk ( $M_j$ )	1	kg/s <sup>3</sup>
DC Resistance (R)	8.0	Ohms
Inductance (L)	2.8	mH
Force Constant ( $K_f$ )	48.1	N/Amp
Back EMF ( $K_b$ )	32.1	V/(m/s)
Moving Mass (M)	3.2	kg

4.2 모의실험 결과

MATLAB/SIMULINK를 이용한 모의실험 결과는 Fig. 3와 같이 FGC시스템에 비해 3장에서 제안된 제어시스템이 추종성능이 좋은 것을 볼 수 있다. 이는 Fig. 4과 같이 비선형 적응 제어기는 모의실험을 위해 PMLSM시스템에 임의로 부여한 마찰과 리플을 완벽하게 추정하지는 못하더라도 ASMC시스템은 비선형 함수들의 계수들을 각각 추정하고, ABC시스템은 비선형성을 전체 외란 항으로 한꺼번에 추정하여 제어입력에 더해줌으로써 FGC시스템에 비해 PMLSM의 비선형성을 효과적으로 보상함을 알 수 있다.

5. 실험 및 고찰

5.1 실시간 실험을 위한 실험 장치의 구성

제안된 제어기를 실험 장치에 적용하기 위해 Fig.

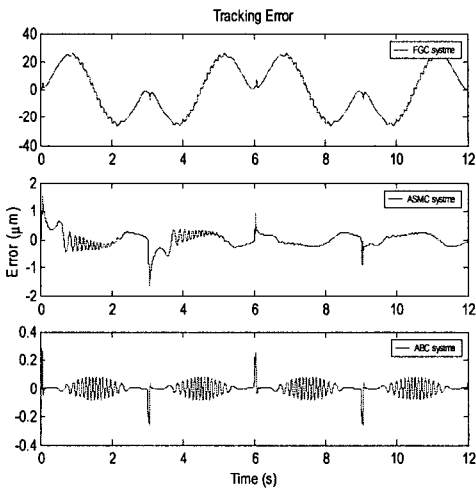


Fig. 3 Comparison of tracking errors in computer simulation

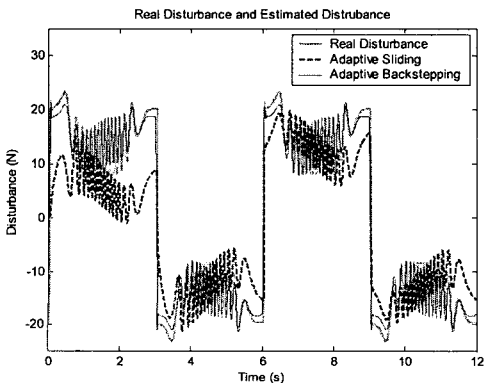


Fig. 4 Comparison of estimated disturbances in computer simulation

5와 같은 제어 시스템을 구성하였고, Fig. 6과 같은 실험 장치를 구성하였다. Host PC의 CPU는 인텔사의 Pentium 4, 1.8GHz 이고 DSP 보드는 dSPACE사의 DS 1005 PPC Board로 450 MHz로 구동되는 Power PC 750 Processor이고 TCP/IP interface를 통해 host PC와 통신 한다. 실시간 실험에서 추출시간을 0.1 ms 로 하여 제안된 제어기를 구동하였으며 피드백 신호로 사용하는 리니어 엔코더의 분해능은 0.1  $\mu\text{m}$  이다. Host PC에서 SIMULINK로 작성된 제어기는 RTI(Real Time Interface) 블록의 I/O 인터페이스를 통하여 C-code로 변환되어 DSP 보드에 다운로드 후 리니어 모터를 구동시킨다.

5.2 실시간 실험 결과 및 고찰

실시간 실험은 30Kg의 초기 load를 갖는 리니어 모터가 원점에서 300mm를 3초간 구동하였다가, 다시 원점으로 돌아오는 구동 프로파일로 18초간 수행하였다. FGC 시스템에서의 위치 제어루프와 속도 제어루프의 P게인과 I게인은 각각 200, 3000로 선정하였고, ASMC 시스템에서의 게인,  $\Lambda_1$ ,  $\Lambda_2$ , 이득값  $H$ 와  $\beta$ , 적응이득  $\gamma$ 는 각각 10000, 500, 100, 100, 3000이며 ABC 시스템의  $c_1$ ,  $c_2$  게인, 양의 이득값  $\lambda_1$ 와 적응이득  $\gamma$ 는 각각 300, 10000, 100, 5000으로 각각 지정하였다.

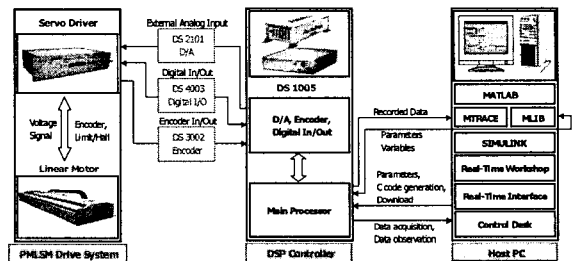


Fig. 5 Overall system configuration of the DSP based control system

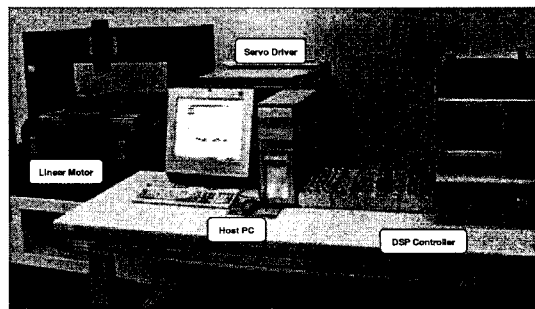


Fig. 6 System configuration for real-time experiment

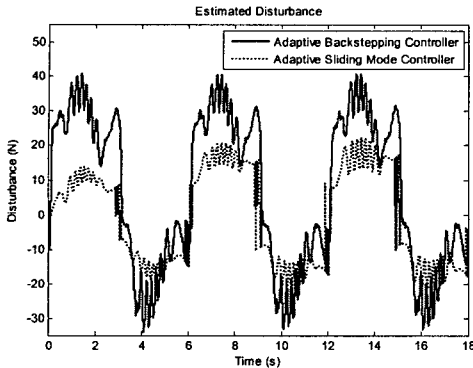


Fig. 7 Comparison of estimated disturbances in real-time experiment

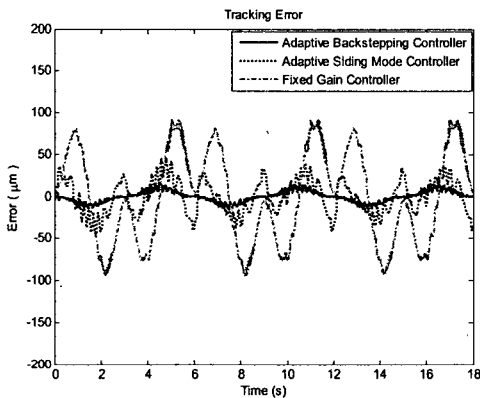


Fig. 8 Comparison of tracking errors in real-time experiment

각각의 제어 시스템에 대한 실시간 실험 결과를 Fig. 7과 Fig. 8에서 비교하였다. Fig. 8에서 보듯이 추종성능은 모의실험의 결과와 거의 유사하게 고정계인 제어기에 비해 비선형 적응제어기가 추종성능이 좋은 것을 볼 수 있다. 또한, ABC 제어기가 대체적으로 PMLSM의 비선형성을 효과적으로 잘 보상하였고 추종오차도 고정계인 제어기에 비해 1/7정도로 감소시킴을 확인할 수 있었다. 이는 FGC 제어기에 비해 비선형 적응제어기가 PMLSM의 비선형성을 효과적으로 잘 보상하고 있음을 보여준다. Fig. 7은 실제 외란에 대하여 알 수 없으나 각각의 제어기를 통하여 얻은 추정결과이다. ASMC 제어기가 ABC 제어기에 비해 추종오차가 큰 것은 각 계수들이 비선형 함수들로부터 추정되므로 비선형 함수의 모델링이 정확하지 못했기 때문이라고 판단된다.

## 6. 결론

본 논문에서는 리니어 모터의 위치정밀도를 향상

시키기 위해 마찰력이나 리플력 등의 지배적 비선형성을 추정하여 보상하는 비선형 적응 슬라이딩 제어기와 비선형성을 하나의 외란으로 간주하여 이를 추정하는 적응 백스테핑 제어기를 설계하였다. 모의실험과 실제 실험을 통하여 외란의 추정 성능이 우수하고 비선형성을 보상하여 만족할만한 제어 성능을 확인할 수 있었다. 본 논문에서 개발된 비선형 적응 제어기는 위치정밀도에 부정적 영향을 미치는 모터의 비선형 특성이나 외란을 보상함으로써 리니어 모터의 위치정밀도를 향상시킬 수 있다.

## 후기

이 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음 (KRF-2004-041-000051)

## 참고문헌

- (1) Otten, G., Theo, J. A., Amerongen, J. A., Rankers, A. M. and Gaal, E. W., 1997, "Linear Motor Motion Control Using a Learning Feedforward Controller," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 2, No. 3, pp. 179~187.
- (2) Tan, K. K., Huang, S. N. and Lee, T. H., 2002, "Robust Adaptive Numerical Compensation for Friction and Force Ripple in Permanent-Magnet Linear Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 38, No.1, pp. 221~228.
- (3) Yao, B. and Xu, L., 2002, "Adaptive Robust Motion Control of Linear Motors for Precision Manufacturing," *Mechatronics*, Vol. 12, pp. 595~616.
- (4) Egami, T. and Tsuchiya, T., 1995, "Disturbance Suppression Control with Preview Action of Linear DC Brushless Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42, No. 5, pp. 494~500.
- (5) Famouri, P., 1992, "Control of a Linear Permanent Magnet Brushless DC Motor via Exact Linearization Methods," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 7, No. 3, pp. 544~551.
- (6) Alter, D. M. and Tsao, T. C., 1996, "Control of Linear Motors for Machine Tool Feed Drives: Design and Implementation of  $H_\infty$  Optimal Feedback Control," *ASME Journal of Dynamics Systems, Measurement, and Control*, Vol. 118, pp. 649~658.
- (7) Lin, F. J., Wai, R.L. and Hong, C. M., 2001, "Hybrid Supervisory Control using Recurrent Fuzzy Neural Network for Tracking Periodic Inputs," *IEEE Transactions on Neural Networks*, Vol. 12, No. 1, pp. 68~90.
- (8) Tan, K. K., Dou, H., Chen, Y. and Lee, T. H., 2001,

- “High Precision Linear Motor Control via Relay-tuning and Iterative Learning Based on Zero-Phase Filtering,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 9, No. 2, pp. 244~253.
- (9) Shieh, N. C. and Tung, P. C., 2001, “Robust Output Tracking Control of a Linear DC Motor for Transportation in Manufacturing System,” *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, Vol. 148, No. 2, pp. 119~124.
- (10) Yao, B. and Xu, L., 2002, “Adaptive Robust Motion Control of Linear Motors with Negligible Electrical Dynamics,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 6, No. 4, pp. 444~452.
- (11) Tan, Y., Chang, J. and Tan, H., 2003, “Adaptive Backstepping Control and Friction Compensation for AC Servo with Inertia and Load Uncertainties,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 5, pp. 944~952.
- (12) Pillay, P. and Krishnan, R., 1989, “Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent Magnet Motor
- (13) Ong, C., 1998, *Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB/SIMULINK*, Prentice Hall.
- (14) Canudas, C., Olsson, H., Åström, K. J. and Lischinsky, P., 1995, “A New Model for Control of Systems with Friction,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 40, No. 3, pp. 419~425
- (15) Åström, K. J. and Wittenmark, B., 1995, *Adaptive Control*, Addison-Wesley, 2nd Ed.
- (16) Kanellakopoulos, I. and Krein, P. T., 1995, “Integral-Action Nonlinear Control of Induction Motors,” *Proceedings of the 12<sup>th</sup> IFAC World Congress*, pp. 251~254.
- (17) Kim, J. H., 2003, *Linear Motor Control Using DSP*, Dong-il Press.